

УДК 621.314

А. А. ШАВЕЛКИН (канд.техн.наук, доц.)
Донецкий национальный технический университет
Sha@dgtu.donetsk.ua

АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА ВХОДНОГО ТОКА МНОГОУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Рассмотрена методика анализа гармонического состава входного тока многоуровневых преобразователей частоты при использовании во входной цепи многофазных схем выпрямления на основе базисных функций для гармоник входного тока трехфазного мостового выпрямителя с учетом фазы гармоник. Показана возможность выбора соответствующих решений для обеспечения рекомендованного гармонического состава входного тока.

В настоящее время в высоковольтном электроприводе переменного тока широкое применение находят многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Топология схемных решений МПЧ разнообразна [1] и постоянно развивается в плане минимизации и улучшения энергетических характеристик [2]. Ужесточаются и требования стандартов к качеству напряжения и тока, потребляемого из сети. Причем с ростом напряжения повышаются и требования. Так для сетей общего назначения ГОСТ 13109-97 устанавливает коэффициент гармоник напряжения (THD) при 0.4кВ - 8% (предельный 12%), при 6кВ - 5% (предельный 8%). Для примера в табл.1 приведены данные международного стандарта IEEE-519-1992 по рекомендованному гармоническому составу тока, потребляемого из сети.

Таблица 1 - Состав гармоник входного тока

Номер гармоник k	$k < 11$	$11 < k < 17$	$17 < k < 23$	$23 < k < 35$
Максим. значение	4%	2%	1.5%	0.6%

Вопросу обеспечения качества выходного напряжения уделяется достаточно много внимания (увеличение количества уровней, специальные алгоритмы формирования выходного напряжения). Во входной цепи МПЧ обычно используется от одного до 18 (и более)

изолированных источников постоянного тока (ИПТ), выпрямители которых имеют емкостный фильтр и питаются от входного многообмоточного трансформатора. Использование активных выпрямителей может быть оправдано только в исключительных случаях, тем более, что в большинстве применений рекуперативное торможение не требуется. Обеспечение качества входного тока связывается с использованием на входе МПЧ многофазных схем выпрямления (МСВ), что, не всегда эффективно [3]. Кроме того, данные по гармоническому составу входного тока изготовители МПЧ обычно приводят для номинального режима работы без учета его изменения в процессе регулирования.

МПЧ имеют сложную схему и высокую стоимость. Поэтому логично чтобы их показатели соответствовали стандартам при минимальных фильтрах на входе и выходе. В то же время практически отсутствуют доступные и достоверные методики для анализа и оценки гармонического состава входного тока. В [4] предложена методика, основанная на использовании при расчете базисных функций для гармоник тока трехфазной мостовой схемы выпрямления (ТМВ) при работе на емкостную нагрузку. Как показал анализ, эта методика не во всех случаях дает достоверные результаты, поскольку не учитываются фазы гармоник.

Цель работы. Уточнение метода гармонического анализа входного тока МПЧ при использовании во входных цепях МПЧ многофазных схем выпрямления.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- выполнить расчет начальных фаз гармоник входного тока ТМВ в функции от его нагрузки;
- получить аналитические выражения для расчета гармоник тока при использовании базовых МСВ;
- выполнить анализ гармонического состава входного тока для разных вариантов схем МПЧ и структур входных цепей;
- разработать модели для проверки результатов гармонического анализа.

Основные результаты работы. Во входной цепи МПЧ (при отсутствии режимов рекуперации энергии) используются МСВ. Базовый их элемент ТМВ на диодах с емкостным фильтром, который питается от изолированного комплекта вторичных обмоток входного трансформатора. Для расчета гармонического состава

тока ТМВ в [1] предложено использовать базисные функции, так для тока $i_\phi = \frac{E_m}{\omega L_\phi} f(u_d) = \frac{E_m}{X_\phi} i_\phi^*$ (E_m –

амплитуда ЭДС фазы источника, X_ϕ – индуктивное сопротивление фазы входной цепи ТМВ, $u_d = \frac{nU_d}{\sqrt{3}E_m}$ –

относительное значение выпрямленного напряжения, n – коэффициент трансформации). Аналогично для тока

на выходе выпрямителя I_d , действующего значения входного тока и его k гармоник ($k = 6l \pm 1$), $I_\phi = \frac{E_m}{X_\phi} I_\phi^*$,

$$I_{\phi(k)} = \frac{E_m}{X_\phi} I_{\phi(k)}^* \cdot \text{Базисные функции } I_d^*, I_\phi^*, I_{\phi(1)}^*, I_{\phi(k)}^* \text{ и относительные значения гармоник } I_{(k)}^1 = \frac{I_{(k)}^*}{I_{(1)}^*}$$

приведены в [4]. Используя ту же методику был произведен расчет для начальной фазы гармоник $\psi_{(k)} = f(u_d)$. Результаты расчета ($I_{(k)}^1$ и $\psi_{(k)}$ при k до 31) для ряда значений u_d приведены в табл.2, зависимость $\psi_{(k)}=f(u_d)$ приведена на рис.1. При увеличении нагрузки и соответствующем снижении u_d снижаются и значения $I_{(k)}^1$, в тоже время начальная фаза гармоник изменяется от -180 до 180 градусов.

Таблица 2 - Гармонический состав входного тока ТМВ

u_d	0.95	0.945	0.94	0.935	0.93	0.925	0.92	0.915	0.91	0.905	0.9	0.895
I_d^*	0.0094	0.016	0.024	0.031	0.039	0.047	0.055	0.0633	0.072	0.08	0.089	0.098
$I_{(1)}^*$	0.0076	0.0129	0.019	0.0245	0.0306	0.0368	0.043	0.0495	0.056	0.063	0.069	0.076
$I_{(5)}^1, \%$	62.3	46.6	39.3	35	32.2	30	28.3	26.9	25.6	24.5	23.4	22.5
$I_{(7)}^1, \%$	37.6	22	15.4	11.7	9.7	8.6	8	7.7	7.6	7.54	7.5	7.5
$I_{(11)}^1, \%$	8.65	8.3	7.8	7.3	6.7	6.2	5.7	5.2	4.7	4.3	3.9	3.5
$I_{(13)}^1, \%$	8.6	5.1	3.8	3.5	3.4	3.41	3.4	3.3	3.2	3.11	2.96	2.8
$I_{(17)}^1, \%$	3.9	3.8	3.5	3	2.6	2.23	1.9	1.65	1.5	1.4	1.35	1.3
$I_{(19)}^1, \%$	3.6	2.3	2	2	2	1.9	1.7	1.55	1.4	1.22	1.11	1
$I_{(23)}^1, \%$	2.3	2.2	1.86	1.5	1.2	1	0.9	0.93	0.93	0.9	0.88	0.8
$I_{(25)}^1, \%$	1.96	1.4	1.36	1.3	1.16	1	0.85	0.75	0.71	0.7	0.7	0.7
$I_{(29)}^1, \%$	1.5	1.3	1.1	0.9	0.7	0.69	0.69	0.64	0.6	0.55	0.49	0.46
$I_{(31)}^1, \%$	1.25	1.08	0.96	0.8	0.68	0.6	0.54	0.54	0.53	0.49	0.46	0.42

u_d	0.95	0.945	0.94	0.935	0.93	0.925	0.92	0.915	0.91	0.905	0.9	0.895
$\psi_{(1)}^\circ$	-14.3	-13	-13.2	-13.9	-14.6	-15.4	-16.2	-17	-17.8	-18.5	-19.3	-20
$\psi_{(5)}^\circ$	104	104.3	102.4	99.4	95.9	92.1	88.2	84.3	80.5	76.7	72.9	69.1
$\psi_{(7)}^\circ$	-112.7	-129.7	-147.8	-166.4	175	156.9	140.5	125.8	112.7	101.1	90.8	81.4
$\psi_{(11)}^\circ$	-63.5	-88.7	-108.6	-125.8	-141.3	-155.9	-169.8	176.8	163.6	150.5	137.2	123.8
$\psi_{(13)}^\circ$	35.5	-5.86	-47.6	-83.8	-112.9	-136.9	-157	-174.8	168.8	153.5	138.8	124.6
$\psi_{(17)}^\circ$	95.3	51.7	17.7	-11.7	-39.2	-66.6	-94	-122	-150.2	-177.8	156.3	132.4
$\psi_{(19)}^\circ$	180	112.5	54.9	12.27	-21.63	-51.6	-78.9	-105.3	-131.7	-158.6	174.1	146.6
$\psi_{(23)}^\circ$	-115.4	-174	137.9	93.8	48.92	3.8	-39.5	-78.2	-112.3	-142.9	-171.4	161.2
$\psi_{(25)}^\circ$	-37.8	-128	165.6	116.1	72.52	31.2	-10.5	-52.8	-93.8	-131.5	-165.5	163.4
$\psi_{(29)}^\circ$	31.31	-42.3	-106.6	-170.2	126	70.4	23.1	-18.95	-59	-98.9	-139.5	180
$\psi_{(31)}^\circ$	103	-5.05	-79.7	-140.2	160.8	101.7	45.2	-4.7	-48.8	-89.8	-129.8	-170.1

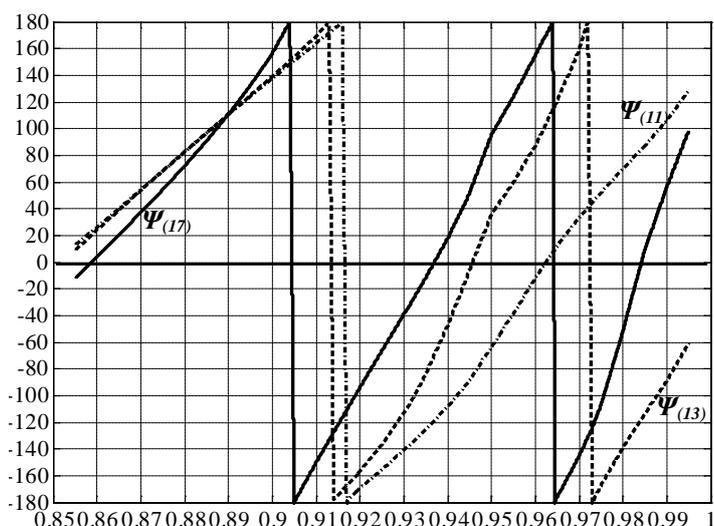


Рисунок 1 - Начальная фаза гармоник входного тока ТМВ $\psi_{(k)}=f(u_d)$

Как показал анализ, асимметрия нагрузки характерна для ИПТ разных уровней в схеме многоуровневых автономных инверторов напряжения (МАИН) и схем МПЧ на их базе. Так в табл. 3 приведены относительные значения токов ИПТ крайних (13) и среднего (2) уровней в схеме четырехуровневого АИН (ЧАИН) в зависимости от коэффициента модуляции МПЧ по амплитуде при синусоидальной ШИМ. Это свойственно и для каскадных МПЧ (КМПЧ) при амплитудном формировании напряжения [6], а также при различных напряжениях АИН в фазе [2].

В общем случае, при различной нагрузке ТМВ для базовых МСВ может быть использована следующая методика.

Двенадцатифазная схема выпрямления.
Для входного тока фазы трансформатора получено выражение:

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[\sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right], \quad (1)$$

где $A_{(k)} = \sqrt{(I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + (-1)^l I_{m2(k)} \cos \psi_{i2(k)})^2 + (I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} (-1)^l \sin \psi_{i2(k)})^2}$,

$$\psi_{i(k)} = \arctg \frac{(I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} (-1)^l \sin \psi_{i2(k)})}{(I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} (-1)^l \cos \psi_{i2(k)})}.$$

Таблица 3 - Нагрузка ИПТ разных уровней в схеме ЧАИН

μ	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\beta = I_{d13}/I_{d2}$	0.044	0.143	0.25	0.354	0.473	0.587	0.7
I_{d2}/I_m	0.88	0.93	0.96	0.98	0.99	1	1

При переходе к базисным значениям (при расчете значений $A_{(k)}$ и $\psi_{i(k)}$ подставляем базисные значения гармоник тока):

$$i_{1A} = \sqrt{2} \frac{E_m}{nX} \left[\sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right]. \quad (2)$$

При этом базисное значение гармоники

ИПТ $I_{i(k)}^* = I_{i(k)}^1 I_{i(1)}^*$. При симметричной нагрузке выпрямителей (индексы 1 и 2) во входном токе МПЧ имеем гармоники с $l=2,4,6,\dots$ (11я-, 13я-, 23я-, 25я-,....).

Восемнадцатифазная схема выпрямления. Ток фазы первичной обмотки трансформатора:

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[\sum_{k=18l\pm1}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \alpha_{(k)}) + \sum_{k \neq 18l\pm1}^{\infty} B_{(k)} \cos(k\omega t + \beta_{(k)}) \right], \quad (3)$$

где $A_{(k)} = \sqrt{I_{m1(k)}^2 + I_{m2(k)}^2}$, $I_{m1(k)} = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \cos \psi_{i2(k)} + I_{m3(k)} \cos \psi_{i3(k)}$,

$$I_{m2(k)}^1 = I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \sin \psi_{i2(k)} + I_{m3(k)} \sin \psi_{i3(k)}, \quad \alpha_{(k)} = \arctg \left(\frac{I_{m2(k)}^1}{I_{m1(k)}^1} \right),$$

$$B_{(k)} = \sqrt{I_{m1(k)}^2 + I_{m2(k)}^2},$$

$$I_{m2(k)}^1 = (-1)^{l+1} \left[I_{m2(k)} \sin \left(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3} \right) + I_{m3(k)} \sin \left(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3} \right) \right] + I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)},$$

$$I_{m1(k)}^1 = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \cos \left(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3} \right) + I_{m3(k)} \cos \left(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3} \right), \quad \beta_{(k)} = \arctg \left(\frac{I_{m2(k)}^1}{I_{m1(k)}^1} \right).$$

При использовании базисных значений токов (при расчете значений $A_{(k)}$, $B_{(k)}$ и $\alpha_{(k)}$, $\beta_{(k)}$ подставляем базисные значения гармоник тока):

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2} E_m}{nX} \left[\sum_{k=18l\pm1}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \alpha_{(k)}) + \sum_{k \neq 18l\pm1}^{\infty} B_{(k)} \cos(k\omega t + \beta_{(k)}) \right], \quad (4)$$

При симметричной нагрузке выпрямителей (индексы 1, 2 и 3) во входном токе МПЧ имеем гармоники с $k=18l\pm1$ (17я-, 19я-, 35, 37,....).

24х- фазная схема выпрямления. В этом случае:

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[\sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right], \quad (5)$$

где $C_{(k)} = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + (-1)^l I_{m4(k)} \cos \psi_{i4(k)} + I_{m2(k)} \cos \left(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2} \right) + (-1)^l I_{m3(k)} \cos \left(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2} \right)$,

$$B_{(k)} = I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + (-1)^l I_{m4(k)} \sin \psi_{i4(k)} + I_{m2(k)} \sin \left(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2} \right) + (-1)^l I_{m3(k)} \sin \left(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2} \right),$$

$$A_{(k)} = \sqrt{(C_{(k)})^2 + (B_{(k)})^2}, \quad \psi_{i(k)} = \arctg \frac{B_{(k)}}{C_{(k)}}.$$

При использовании базисных значений токов:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2} E_m}{nX} \sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}). \quad (6)$$

При симметричной нагрузке выпрямителей (индексы 1, 2, 3, 4) во входном токе МПЧ имеем гармоники с $l=4,8,\dots$ (23я-, 25я- гармоники).

Наиболее близкие к рекомендованным значениям (табл.1) показатели имеют КМПЧ. При напряжении 6кВ КМПЧ типа «Perfect Harmony» или «TMDrive – MV» имеют на фазу 6 АИН с изолированными ИПТ. Использование для АИН многоуровневой ШИМ со сдвигом модулирующих напряжений по фазе [1] обеспечивает идентичную нагрузку ИПТ. Расчетные относительные значения гармоник тока первичной

обмотки трансформатора при использовании во входной цепи 18ти- фазных схем выпрямления приведены в табл.4 для случая, когда номинальному режиму работы соответствует $u_d=0.91$ (исходя из достижения рекомендованных значений – табл.1). В процессе регулирования частоты выходного напряжения и при снижении нагрузки (снижении u_d) значения гармоник превышают рекомендованные величины.

Таблица 4 - Гармоники входного тока КМПЧ

u_d	0.91	0.92	0.93	0.94	0.95	Стандарт
$I_{1(17)}^I, \%$	1.5	1.9	2.6	3.5	3.9	2
$I_{1(19)}^I, \%$	1.4	1.7	2.0	2	3.6	1.5
$I_{1(35)}^I, \%$	0.37	0.47	0.54	0.66	1.06	0.6
$I_{1(37)}^I, \%$	0.35	0.4	0.44	0.67	0.88	0.6

нагрузке) и получаем систему с несколькими (n) комплектами МСВ, нагрузка которых различна. Подавление отсутствует при этом для 17ой-, 19ой-, 35ой-, 37ой- гармоник. Результирующее значение этих гармоник во входном токе КМПЧ можно найти следующим образом:

$$I_{m(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^{I1}{}^2 + I_{m(k)}^{I11}{}^2}, \tag{7}$$

где $I_{m(k)}^I = \sum I_{mn(k)} \cos \psi_{in(k)}$, $I_{m(k)}^{I11} = \sum I_{mn(k)} \sin \psi_{in(k)}$, $I_{mn(k)}$ – амплитуда k гармоники для n комплекта 18ти- фазной схемы выпрямления.

Нагрузка ИПТ определяется первой гармоникой выходного напряжения АИН. Рассмотрим вариант при двух АИН на фазу ($n=2$), для первого $u_{d1}=0.91$ чему соответствует $I_{d1}^*=0.072$, $I_{1(1)}^*=0.056$. Пусть нагрузка второго АИН составляет 0.541 и $I_{d2}^*=0.039$, соответственно $u_{d1}=0.93$, $I_{2(1)}^*=0.0306$. Относительные значения гармоник тока приведены в табл.5. Базисное значение гармоники тока $I_{n(k)}^* = I_{n(k)}^I I_{n(1)}^*$. С учетом этого слагаемые (7) приводим к виду: $I_{(k)}^{*1} = \sum I_{n(k)}^* \cos \psi_{in(k)}$, $I_{(k)}^{*11} = \sum I_{n(k)}^* \sin \psi_{in(k)}$,

$$I_{(k)}^* = \sqrt{I_{(k)}^{*1}{}^2 + I_{(k)}^{*11}{}^2}.$$

Относительное значение k гармоники $I_{(k)}^1 = I_{(k)}^* / I_{(1)}^*$. Если пренебречь сдвигом фаз первых гармоник $I_{(1)}^* = I_{1(1)}^* + I_{2(1)}^* = 0.0886$. Относительные значения гармоник входного тока приведены в табл.5 (третья строка*). Таким образом, наличие сдвига фаз обеспечивает частичное подавление гармоник. Расчет по методике [4] без учета сдвига начальных фаз (четвертая строка в табл.5**) дает расхождение почти в 2 раза.

Таблица 5 - Результаты расчета гармоник тока

u_d	$I_{(1)}^*$	$\psi_{(1)}, \circ$	$I_{1(17)}^I, \%$	$I_{1(19)}^I, \%$	$\psi_{(17)}, \circ$	$\psi_{(19)}, \circ$
0.91	0.058	-17.8	1.5	1.4	-150.2	-131.7
0.93	0.0306	-14.6	2.6	2	-39.2	-21.6
*			1.07	0.94		
**			1.9	1.61		

напряжения ($\mu=1$) загрузка ИПТ1,3 I_{d13}^* составляет $0.7I_{d2}^*$. Примем для ИПТ2 $u_{d2}=0.91$, чему соответствует $I_{d2}^*=0.072$, тогда в соответствии со значением $I_{d13}^*=0.7I_{d2}^*=0.0504$ и табл.2 получаем $u_{d13}=0.922$ и значения гармоник входного тока $I_{(1)}^*$, $I_{(k)}^I$ и их начальных фаз для ИПТ13 и ИПТ2 (табл.6).

Таблица 6 - Гармонический состав входного тока ТМВ

u_d	$I_{(1)}^*$	$I_{(5)}^I, \%$	$I_{(7)}^I, \%$	$I_{(11)}^I, \%$	$I_{(13)}^I, \%$	$I_{(17)}^I, \%$	$I_{(19)}^I, \%$	$I_{(23)}^I, \%$	$I_{(25)}^I, \%$	$I_{(29)}^I, \%$	$I_{(31)}^I, \%$	$I_{(35)}^I, \%$	$I_{(37)}^I, \%$
0.91	0.056	25.6	7.6	4.7	3.2	1.5	1.4	0.93	0.71	0.6	0.53	0.37	0.35
0.922	0.041	29	8.3	5.9	3.4	1.93	1.75	0.95	0.9	0.7	0.55	0.48	0.41
*		2.48	1.8	0.99	1.02	1.5	1.35	0.53	0.47	0.34	0.29	0.21	0.17
Мод.		2.55	1.87	1.1	0.93	1.44	1.32	0.49	0.45	0.36	0.33	0.19	0.16
**	0.142	2.03	0.71	0.2	0.29	1.77	1.61	0.1	0.02	0.04	0.05	0.01	0.02
0.912	0.051	26.2	7.7	4.9	3.25	1.58	1.45	0.95	0.73	0.62	0.53	0.39	0.36
0.944	0.013	46.4	22	8.1	5	3.7	2.2	2.1	1.38	1.18	1.02	0.74	0.75
0.94	0.019	40	15.4	7.83	3.8	3.5	2	1.9	1.36	1.1	0.96	0.66	0.67

u_d	$\psi_{(1)}, \circ$	$\psi_{(5)}, \circ$	$\psi_{(7)}, \circ$	$\psi_{(11)}, \circ$	$\psi_{(13)}, \circ$	$\psi_{(17)}, \circ$	$\psi_{(19)}, \circ$	$\psi_{(23)}, \circ$	$\psi_{(25)}, \circ$	$\psi_{(29)}, \circ$	$\psi_{(31)}, \circ$
0.91	-17.8	80.5	112.7	163.6	168.8	-150.2	-131.7	-112.3	-93.8	-59	-48.8
0.922	-16.2	90	148.5	-166	-152	-76	-63	-14.5	16	50.1	76.2
0.912	-17.5	81.5	118	169.1	177	-138	-121.2	-98.3	-77	-43	-31
0.944	-13	104.3	-129.7	-88.7	-5.86	51.7	112.5	-174	-128	-42.3	-5.05
0.94	-13.2	102.4	-147.8	-108.6	-47.6	17.7	54.9	137.9	165.6	-106	-140

Если пренебречь разностью начальных фаз (1.6 град) первая гармоника $I_{(1)}^*$ определяется суммой первых гармоник ИПТ и составляет: $I_{(1)}^* = 2I_{1(1)}^* + I_{2(1)}^* = 0.138$.

Для гармоник с порядком $k=18l\pm 1$ ($k=17, 19, 35, \dots$) с учетом одинаковой загрузки ИПТ1 и ИПТ3 (базисное значение гармоники ИПТ $I_{i(k)}^* = I_{i(k)}^1 I_{i(1)}^*$) получаем: $A_{(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^1{}^2 + I_{m(k)}^{11}{}^2}$,

$$I_{m(k)}^1 = 2I_{1(k)}^1 I_{1(1)}^* \cos \psi_{i1(k)} + I_{2(k)}^1 I_{2(1)}^* \cos \psi_{i2(k)},$$

$$I_{m(k)}^{11} = 2I_{1(k)}^1 I_{1(1)}^* \sin \psi_{i1(k)} + I_{2(k)}^1 I_{2(1)}^* \sin \psi_{i2(k)}.$$

Для гармоник с порядком $k \neq 18l\pm 1$ ($l=1, 2, 4, k=5, 7, 11, 13$): $B_{(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^1{}^2 + I_{m(k)}^{11}{}^2}$,

$$I_{m(k)}^{11} = (-1)^{l+1} [I_{2(k)}^1 I_{2(1)}^* \sin(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}) + I_{3(k)}^1 I_{3(1)}^* \sin(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3})] + I_{1(k)}^1 I_{1(1)}^* \sin \psi_{i1(k)},$$

$$I_{m(k)}^1 = I_{1(k)}^1 I_{1(1)}^* \cos \psi_{i1(k)} + I_{2(k)}^1 I_{2(1)}^* \cos(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}) + I_{3(k)}^1 I_{3(1)}^* \cos(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3}).$$

Относительное значение k гармоники $I_{(k)}^1 = I_{(k)}^* / I_{(1)}^*$ (значения $I_{(k)}^*$ определяется соответственно $A_{(k)}$ или $B_{(k)}$) приведено в третьей строке (*) табл.6. Так для пятой гармоники $I_{(5)}^1=2.48\%$, для седьмой $I_{(7)}^1=1.8\%$. Подавление гармоник лишь частичное. В табл.6. приведены данные по результатам моделирования (Мод.) при этом расхождение результатов не превышает 10%. Для сравнения в пятой строке (**) приведены результаты расчета без учета фазы гармоник.

При $\mu=0.6$ и том же токе нагрузки I_m значение I_{d13}^* составляет $0.25I_{d2}^*$ (табл.3). В тоже время $I_{d2}^*=0.96I_{d2}^*=0.069$, чему соответствует $u_{d2}=0.912$ (табл.2). В соответствии со значением $I_{d13}^*=0.25I_{d2}^*=0.0173$ получаем $u_{d13}=0.944$ и значения гармоник входного тока $I_{(1)}^*$, $I_{(k)}^1$ для ИПТ13 и ИПТ2 (шестая и седьмая строки табл.6). При этом получаем для пятой гармоники $I_{(5)}^1=10.3\%$, что не приемлемо.

Рассмотрим избыточный вариант с использованием 24х- фазной схемы выпрямления. При этом средний ИПТ выполняется составным из двух последовательно соединенных выпрямителей (2,3), которые образуют 12ти- фазную схему выпрямления. Крайние ИПТ (1,4) также образуют 12ти- фазную схему выпрямления. Входные напряжения 12ти- фазных выпрямителей сдвинуты между собой на 15° . Рассмотрим тот же случай для $\mu=1$. Выпрямители 2, 3 имеют выходное напряжение в два раза меньше. Полагаем, что при этом $u_{d23}=0.91$ ($I_{d23}^*=0.072$). В соответствии с нагрузкой выпрямителей I_{d14}^* составляет $I_{d14}^*=0.7I_{d23}^*=0.0504$, чему соответствует значение $u_{d14}=0.922$ (соответствующие значения гармоник тока приведены во второй строке табл.6). Соответственно базисное значение первой гармоники тока выпрямителей 2,3 в два раза меньше – в табл.6 приведено суммарное значение для двух выпрямителей. Полное подавление высших гармоник в соответствии с (5) достигается при нечетных $l=1, 3, 5, \dots$ (5я-, 7я-, 17я-, 19- и т.д. гармоники). Для первой гармоники ($l=0$) результирующее базисное значение тока (различием фаз пренебрегаем) составит $I_{(1)}^* = I_{1(1)}^* + I_{23(1)}^* = 0.138$.

При $l=2$ подавление для гармоник только частичное, так $I_{(11)}^1=2.07\%$, $I_{(13)}^1=1.28\%$ (результаты моделирования, соответственно, 2.08%, 1.36%). При $l=4$ (23я- и 25я- гармоники) за счет разных начальных фаз также имеем частичное подавление $I_{(23)}^1=0.66\%$, $I_{(25)}^1=0.53\%$ (результаты моделирования, соответственно, 0.64%, 0.523%).

При снижении $\mu=0.6$ нагрузка выпрямителей 1, 4 снижается до $0.96(0.25/0.7)=0.342$ (см. табл.3) от исходного значения $I_{d14}^*=0.0504$ и $I_{d14}^*=0.342 \cdot 0.0504=0.0172$, соответственно $u_{d14}=0.944$ (соответствующие значения гармоник приведены в табл.6). Загрузка выпрямителей 2, 3 снижается незначительно - до 0.96 от исходного значения $I_{d23}^*=0.96 \cdot 0.072=0.069$ и $u_{d23}=0.912$. Для первой гармоники ($l=0$) результирующее относительное значение тока составит $I_{(1)}^1=0.082$. Для $I_{(11)}^1=4.53\%$, $I_{(13)}^1=3.9\%$. При $l=4$ (23я- и 25я- гармоники) подавление также частичное $I_{(23)}^1=0.84\%$, $I_{(25)}^1=0.76\%$. Таким образом, хотя данное решение имеет лучшие показатели в сравнении с 18ти- фазной схемой выпрямления, но не обеспечивает рекомендованный гармонический состав в процессе регулирования. Еще хуже ситуация для ПАИН, где используется 4 ИПТ (24х- фазная схема выпрямления) поскольку при $\mu=1$ $I_{d14}^*=0.644I_{d23}^*$, а при $\mu=0.6$ $I_{d14}^*=0.086I_{d23}^*$ тогда как $I_{d23}^*=0.9I_{d23}^*(\mu=1)$.

Расчет гармоник тока и их фаз выполнен при идеально сглаженном напряжении ТМВ U_d . При конечной емкости конденсатора это не выполнимо и в напряжении U_d имеют место пульсации. В наибольшей мере это проявляется при работе ТМВ на однофазные АИН, которые используются в КМПЧ. Так в [1,5] обосновано возникновение во входном токе ТМВ субгармоник, обусловленных пульсациями U_d кратными частоте выходного напряжения. Хотя субгармоника не попадает под стандарты, но при существующих методах измерения и расчета (за период основной гармоники) гармонического состава она проявляется в гармоническом составе МСВ в виде неподдавленных высших гармоник. Таким образом, эффективность подавления высших гармоник падает.

Применительно КМПЧ эффективным решением для компенсации субгармоник и подавления высших гармоник является использование МСВ для АИН одной фазы, когда ТМВ для АИН одного уровня в разных фазах питаются от обмоток трансформатора с одинаковыми фазами напряжения [5]. При этом необходимо

обеспечить выравнивание нагрузки АИН в фазах [6]. Для несимметричных КМПЧ (НКМПЧ) с разными напряжениями АИН в фазе при кратности 1:2:4, 1:2:3, 1:3:6 с этой целью возможно перераспределение нагрузки между АИН пропорционально их напряжениям [2].

Результаты моделирования. В качестве инструмента исследований использовалось схемотехническое моделирование в пакете MATLAB/SimpowerSystems. При этом разработаны полные модели МПЧ при различных топологиях силовых цепей, включая входные цепи и нагрузку. Это позволяет получить достоверную оценку входного тока МПЧ в процессе регулирования выходного напряжения с учетом используемых алгоритмов формирования выходного напряжения. Модель входной цепи включает в себя источник переменного тока, модель многообмоточного трансформатора, набор ТМВ с выходными конденсаторами. Модель трансформатора реализована на основе набора стандартных блоков двухобмоточных трансформаторов при параллельном включении первичных обмоток. Разработана методика расчета параметров моделей трансформаторов для реализации базовых схем МСВ с заданными параметрами (u_i), а также их сочетаний для различных структур входных цепей применительно базовых схем МПЧ, НКМПЧ и гибридных схем МПЧ.

Результаты моделирования подтверждают достоверность предложенных методов расчета. Подтверждается эффективность предложенных решений по структуре входных цепей и принципам формирования выходного напряжения для схем МПЧ при различных кратностях напряжений АИН. Так при трех АИН на фазу КМПЧ и кратности их напряжений 1:1:4 эффективной является комбинированная структура с использованием для АИН с минимальными напряжениями 12ти-фазных схем, а для АИН с максимальным напряжением 18ти- фазной схемы выпрямления. Гармонический состав входного тока приведен в табл.7. Эффективным решением также является перераспределение нагрузки между АИН пропорционально их напряжениям. Так для КМПЧ при кратности 1:3:6 для АИН с кратностью напряжений 3 и 6 используются три ТМВ (с напряжением кратным 3), образующие 18ти- фазную схему выпрямления, два из которых соединены последовательно (3+3).

Таблица 7 - Гармонический состав входного тока при кратности 1:1:4 ($I_m=300A=const$)

A	THD, %	$I'_{(5)}$	$I'_{(7)}$	$I'_{(11)}$	$I'_{(13)}$	$I'_{(17)}$	$I'_{(19)}$	$I'_{(23)}$	$I'_{(25)}$	$I'_{(35)}$	$I'_{(37)}$
6.9	2.35	0.004	0.14	1.54	0.9	1.04	0.973	0.23	0.24	0.24	0.23
6	2.22	0.046	0.21	1.25	0.6	1.21	1.11	0.19	0.15	0.26	0.26
5	2.11	0.17	0.19	0.48	0.48	1.38	1.31	0.13	0.037	0.31	0.33
4	2.73	0.2	0.14	0.54	0.43	1.7	1.53	0.07	0.085	0.41	0.33
3	3.34	0.19	0.12	0.15	0.2	2.18	1.75	0.14	0.052	0.35	0.25
2	2.81	0.15	0.11	1.62	0.98	0.53	0.32	0.43	0.32	0.23	0.14

Выводы. Разработанный метод позволяет выполнить расчет гармонического состава входного тока при различной конфигурации входных цепей и схемных решений МПЧ при различных нагрузках и в процессе регулирования амплитуды и частоты выходного напряжения. Это позволяет обосновать выбор соответствующего решения в соответствии с рекомендованным гармоническим составом входного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник / О.О. Шавьолкін, О.М.Наливайко. – Краматорськ: ДДМА, 2008. - 326с.
2. Шавєлкін А.А. Каскадные многоуровневые преобразователи частоты с улучшенными энергетическими характеристиками / А.А. Шавєлкін // Наук.-приклад. журнал «Технічна електродинаміка» Тем. випуск. Силова електроніка і енергоефективність. - 2010. – Ч. 1. - С.65-70.
3. Song-Manguelle J. Multilevel Inverter for Power System Applications : Highlighting Asymmetric Design Effects From a Supply Network Point of View / J. Song-Manguelle, A. Rufer // CCECE 2003 - CCGEI 2003. - Montreal, May/mai 2003. – P. 435–440.
4. Шавєлкін А.А. Выходное напряжение и входной ток многоуровневых преобразователей частоты / А.А. Шавєлкін // Гірнична електромеханіка та автоматика: наук. – техн. зб. –2010. – Вип. 84. – С.50-60.
5. Шавєлкін А.А. Особенности формирования входного тока каскадного многоуровневого преобразователя частоты / А.А. Шавєлкін // Наук.-приклад. журнал «Технічна електродинаміка», Тем. випуск. Силова електроніка і енергоефективність. – 2007. – Ч.5. - С.29-32.
6. Шавєлкін А.А. Улучшение характеристик каскадного многоуровневого преобразователя частоты / А.А. Шавєлкін // Науково-практичний журнал “Електротехніка і електромеханіка”. - 2009. - №1. - С.28-32.

Надійшла до редколегії 02.12.2010

Рецензент: О.П.Чорний

О.О. ШАВЬОЛКІН

Донецький національний технічний університет

A. SHAVYOLKIN

Donetsk National Technical University

Аналіз гармонійного складу вхідного струму багаторівневих перетворювачів частоти.

Розглянута методика аналізу гармонійного складу вхідного струму багаторівневих перетворювачів частоти при використуванні у вхідному колі багатофазних схем випрямлення на основі базисних функцій для гармонік вхідного струму трифазного мостового випрямляча з урахуванням фази гармонік. Показана можливість вибору відповідних рішень для забезпечення рекомендованого гармонійного складу вхідного струму.

Analysis of the Harmonic Structure of an Input Current of Multilevel Converters of Frequency.

The method of the analysis of the harmonic structure of an input current of multilevel converters of frequency is considered with the use in an input circuit of multiphase schemes of rectification on the basis of basic functions for harmonics of an input current of the three-phase bridge rectifier taking into account the phase of harmonics. The possibility of choosing corresponding decisions for maintenance of the recommended harmonious structure of an input current is shown.